4К

УДК 621.317.7

В.П. Куценко
Державний університет інформатики і штучного інтелекту, м. Донецьк, Україна
Науково-виробниче підприємство «Кварсит», м. Костянтинівка, Україна
dohetsk50@mail.ru

Теоретичне дослідження перетворення низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням у радіометричному каналі проміжної частоти

Проведено теоретичне дослідження перетворення низькоінтенсивних шумових сигналів надзвичайно високочастотного діапазону радіометричною супергетеродинною системою з їх періодичним порівнянням у радіометричному каналі проміжної частоти. Математичний аналіз проведено для випадку, коли корисний сигнал і перешкода, порівнянні за рівнем потужності або менше, однорідні і статистично нерозрізнені випадкові процеси. Визначені умови для зниження флуктуаційного порогу чутливості радіометричної системи і підвищення точності вимірювання сигналів.

Вступ

При побудові високочутливих радіометричних систем (РС) надзвичайно високочастотного діапазону (НЗВЧ) перспективним є використання схем з модуляційним перетворенням (періодичним порівнянням) [1], [2]. Однак частіше в літературі наводяться теоретичні дослідження перетворення сигналів в таких схемах для випадків прямого підсилення (без перетворення вхідної частоти), розглядаються гармонійні сигнали, які мають потужність більшу ніж перешкоди, допускаються спрощення та ін. [3], [4]. Розгляд теоретичних основ вимірювання низькоінтенсивних шумових НЗВЧ-сигналів з періодичним порівнянням на вході РС, величина яких може бути за рівнем інтенсивності менше ніж перешкода, показав, що в даному діапазоні флуктуаційну чутливість знижує неузгодженість на виході комутаційно-модуляційного перемикача (КМП) частотних характеристик (розподілена ємність і індуктивність), вихідного і вхідного опорів, наявності різної тривалості періодів перемикання [5], [6]. Крім того, присутність в схемах високочутливих РС квадратичного (амплітудного) детектора обмежує чутливість, і її поліпшення можна досягти або збільшенням смуги пропущення додетекторного тракту, або постійної часу інтегратора, що стоїть на виході детектора [7].

Усунути вищевказані проблеми дозволяє побудова двоканальних схем із загальним входом і переносом модуляційних перетворень на проміжну частоту [3], [8]. Однак аналіз алгоритмів перетворення сигналів у таких схемах, що приводяться, показав, що при дослідженні не враховуються особливості перетворення низькоінтенсивних шумових сигналів в НЗВЧ-діапазоні, коли виявляються специфіка супергетеродинного тракту, частотні властивості подвійно-хвилеводного трійника (ПХТ), проходження кореляційних складових із каналу в канал та ін., що знижує точність вимірювання і флуктуаційний поріг чутливості РС [9].

Постановка задачі дослідження. З обліком усього вищевикладеного має сенс проаналізувати процес перетворення низькоінтенсивних шумових НЗВЧ-сигналів з періодичним порівнянням у каналі проміжної частоти без квадратичного детектування сигналу.

Основна частина

Теоретичне дослідження перетворення низькоінтенсивних шумових НЗВЧ-сигналів з періодичним порівнянням у каналі проміжної частоти без квадратичного детектування сигналу проведемо з використанням двоканальної супергетеродинної РС (рис. 1).

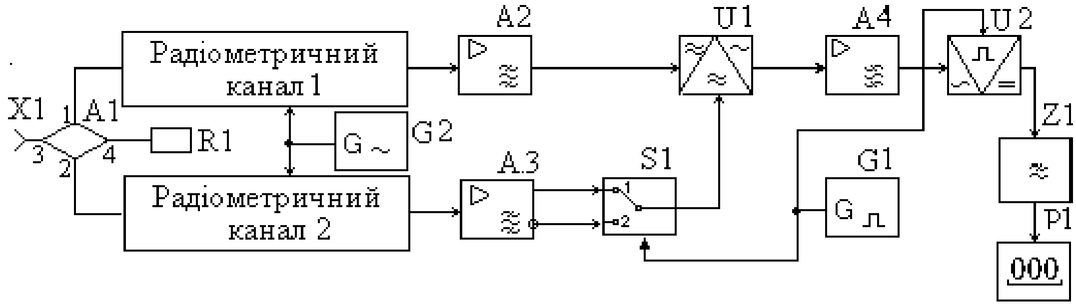


Рисунок 1 – Функціональна схема двоканальної РС

На входи радіометричних каналів 1 і 2 через подвійний хвилеводний трійник (ПХТ) А1 надходять із антени РС вимірюваний низькоінтенсивний шумовий сигнал $u_A(t) = S_A U_A(t)\sin[\omega_A t + \varphi_A(t)]$, власні шуми антени $u_{Aw}(t) = U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw} t + \varphi_{Aw}(t)]$, шуми еквівалента антени $u_{Rw}(t) = U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Rw} t + \varphi_{Rw}(t)]$:

$$u_1(t) = [u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{31} + u_{Rw}(t)S_{41} + u_{w1}(t) + u_{w2}(t)S_{21}, \quad (1)$$

$$u_2(t) = [u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} + u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}, \quad (2)$$

де $u_{w1}(t) = U_{w1}(t)\sin[\omega_{w1} t + \varphi_{w1}(t)]$ і $u_{w2}(t) = U_{w2}(t)\sin[\omega_{w2} t + \varphi_{w2}(t)]$ – шуми радіоканалів 1 і 2 разом з шумами вибіркових підсилювачів А2 и А3, що приведені до їх входів; S_A – крутизна перетворення антени X1; S_{31}, S_{41}, S_{21}, S_{32}, $-S_{42}$, S_{12} – відповідні комплексні коефіцієнти матриці розсіювання ПХТ А1 виду $S = |S|e^{j\varphi}$, які обумовлюють симетричність трійника.

Вхідний широкосмуговий шумовий сигнал разом із шумами антени і шумовий сигнал від еквівалента антени в плечах 1 і 2 ПХТ А1 діляться в пропорції, що обумовлена симетричністю трійника, і в одному випадку синфазні, а в іншому – протифазні. Тому сигнали на виходах підсилювачів А2 і А3 проміжної частоти можна представити таким чином:

$$u_1(t) = S_{P1}K_{P1}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{31} + u_{Rw}(t)S_{41} + u_{w1}(t) + u_{w2}(t)S_{21}\}u_{G2}(t), \quad (3)$$

$$u_2(t) = S_{P2}K_{P2}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}u_{G2}(t), \quad (4)$$

де S_{P1} и S_{P2} – крутизна перетворення змішувачів радіоканалів 1 і 2; K_{P1} і K_{P2} – коефіцієнти підсилення радіоканалів 1 і 2 з урахуванням підсилювачів А2 і А3;

$u_{G2}(t) = U_{G2}\sin(\omega t + \varphi)$ – гармонійний сигнал гетеродину подається в змішувачі каналів 1 і 2 через бінарний дільник та феритові вентилі і дорівнює для обох каналів.

На інверсному виході підсилювача А3 проміжної частоти формується сигнал:

$$u_3(t) = -S_{P2}K_{P2}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}u_{G2}(t). \quad (5)$$

У виразеннях (4) і (5) не враховуються коефіцієнти передачі плечей КМП S1, оскільки на проміжній частоті істотно знижуються вимоги до його швидкодії і рівномірності частотної характеристики. Неминуча нерівність коефіцієнтів передачі плечей КМП S1 не приводить до похибки нуля. Ця нерівність спричиняє лише певну нетотожність постійних складових сигналу при комутації і, відповідно, незначне зниження чутливості радіометра, що легко компенсується підвищенням коефіцієнта підсилення низькочастотного підсилювача А4 [3].

Керування КМП S1 здійснюється прямокутною напругою генератора G2 низької частоти Ω. Тому при одному положенні перемикача на його вихід проходить сигнал $u_2(t)$, при іншому – сигнал $u_3(t)$. Перемикання КМП S1 у положення 2 приводить до відключення сигналу $u_2(t)$ і підключення $u_3(t)$. Таким чином, за напівперіод комутації ($T_K = \pi / \Omega$) на одному вході змішувача U1 по черзі діють два сигнали, для положення 1 $(0 < t < \pi / \Omega)$ буде

$$u_2(t) = S_{P2}K_{P2}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}u_{G2}(t), \quad (6)$$

а для положення 2 $(\pi / \Omega < t < 2\pi / \Omega)$

$$u_3(t) = -S_{P2}K_{P2}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}u_{G2}(t). \quad (7)$$

У результаті перемикань на виході КМП S1 формується модульована напруга

$$u_{S1}(t) = S_{P2}K_{P2}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}u_{G2}(t)F_1 +$$

$$- S_{P2}K_{P2}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}u_{G2}(t)F_2 \quad (8)$$

Підставивши значення функції перемикання в (8) і здійснивши математичні перетворення, отримаємо:

$$u_{S1}(t) = \frac{4S_{P2}K_{P2}u_{G2}(t)}{\pi}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}\right]\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}, \quad (9)$$

де $F_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}$ і $F_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}$ – функції перемикання із круговою частотою сигналів *Ω*, що мають властивості: $F_1^2(t) = F_1(t)$, $F_2^2(t) = F_2(t)$, $F_1(t)\cdot F_2(t) = 0$ і $F_1(t) + F_2(t) = 1$ [14].

У балансному змішувачі U1 сигнали проміжної частоти перемножуються.

$$u_{U1}(t) = \frac{4S_{P2}K_{P2}S_{U1}u_{G2}(t)}{\pi}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}\right]\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{32} - u_{Rw}(t)S_{42} + u_{w2}(t) + u_{w1}(t)S_{12}\}\times$$

$$\times S_{P1}K_{P1}\{[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{31} + u_{Rw}(t)S_{41} + u_{w1}(t) + u_{w2}(t)S_{21}\}u_{G2}(t) = \frac{4S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}u_{G2}^2(t)}{\pi}\times$$

$$\times\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}\right]\{[u_A(t)+u_{Aw}(t)]^2S_{31}S_{32}+[u_A(t)+u_{Aw}(t)]S_{32}u_{Rw}(t)S_{41}+[u_A(t)+u_{Aw}(t)]S_{32}u_{w1}(t)+$$

$$[u_A(t)+u_{Aw}(t)]S_{32}u_{w2}S_{21}-[u_A(t)+u_{Aw}(t)]S_{31}u_{Rw}(t)S_{42}-u_{Rw}^2(t)S_{41}S_{42}-u_{w1}(t)u_{Rw}(t)S_{42}-$$

$$-u_{w2}(t)S_{21}u_{Rw}(t)S_{42}+[u_A(t)+u_{Aw}(t)]S_{31}u_{w2}(t)+u_{Rw}(t)S_{41}u_{w2}(t)+u_{w1}(t)u_{w2}(t)+u_{w2}^2(t)S_{21}+$$

$$+[u_A(t)+u_{Aw}(t)]S_{31}u_{w1}(t)S_{12}+u_{Rw}(t)S_{41}u_{w1}(t)S_{12}+u_{w1}^2(t)S_{12}+u_{w2}(t)S_{21}u_{w1}(t)S_{12}\}, \quad (10)$$

де S_{U1} – крутість перетворення балансного змішувача U1.

На виході балансного змішувача U1 перемноження шумових сигналів $u_{w1}(t)\cdot u_{w2}(t)$, $u_{w2}(t)\cdot u_{Aw}(t)$, $u_{w2}(t)\cdot u_{Rw}(t)$, $u_{Aw}(t)\cdot du_{w1}(t)$, $u_{Aw}(t)\cdot du_{w2}(t)$, $u_{Rw}(t)\cdot du_{w1}(t)$, $u_{w1}(t)\cdot u_{Rw}(t)$, $u_{Rw}(t)\cdot du_{w2}(t)$, $du_{w1}(t)\cdot du_{w2}(t)$ не дає постійної складової, а лише видозмінює спектр результуючого сигналу. Прийнятий антеною сигнал $u_A(t)$ також не корельований із шумами $u_{w1}(t)$, $u_{w2}(t)$, $du_{w1}(t)$, $du_{w2}(t)$, $u_{Aw}(t)$, і їх добуток не формує постійної складової напруги. Разом з тим квадрати шумових сигналів $u_A^2(t)$, $u_{Aw}^2(t)$, $u_{Rw}^2(t)$, $u_{w1}^2(t)$ і $u_{w2}^2(t)$ дають постійну складову, пропорційну інтенсивності вхідного сигналу. Це еквівалентно утворенню змінної складової у вихідній напрузі балансового змішувача U1, що змінюється із частотою перемикання Ω.

Напруга $u_{U1}(t)$ виділяється вибірковим підсилювачем A4 низької частоти, що налаштований на частоту Ω генератора G1, при цьому виділяється корисний сигнал змінної напруги і супутня напруга низькочастотної частини шумів, які утворилися в результаті балансового змішування некорельованих шумових сигналів, а інтенсивні низькочастотні шуми придушуються:

$$u_{A4}(t)=\frac{4S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}\overline{U}_{G2}^2}{\pi}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}\right][\overline{U}_A^2S_{31}S_{32}+\overline{U}_{Aw}^2S_{31}S_{32}-\overline{U}_{Rw}^2S_{41}S_{42}+$$

$$+\overline{U}_{w2}^2S_{21}+\overline{U}_{w1}^2S_{12}]+S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}\Delta\overline{u}_{w3}^2(t), \quad \ldots\ldots(11)$$

де K_{A4} – коефіцієнт підсилення вибіркового підсилювача A4; $\overline{U}^2$ – дисперсії відповідних сигналів; $\Delta\overline{u}_{w3}^2(t)$ – дисперсія шумів, що потрапляють у смугу пропущення вибіркового підсилювача A4.

Виділена напруга (11) подається на синхронний детектор U2, що керований синхронно із КМП S1 прямокутною напругою генератора G1, на другий вхід якого надходить даний опорний сигнал частоти комутації Ω [2]. У результаті перемножування сигналу (11) на опорну комутуючу напругу на виході синхронного детектора U2 одержуємо:

$$u_{U2}(t)=u_{A4}(t)\cdot u_{G1}(t)=\left\{\frac{4S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}S_{U2}\overline{U}_{G2}^2}{\pi}\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}\right][\overline{U}_A^2S_{31}S_{32}+\overline{U}_{Aw}^2S_{31}S_{32}-\right.$$

$$\left.-\overline{U}_{Rw}^2S_{41}S_{42}+\overline{U}_{w2}^2S_{21}+\overline{U}_{w1}^2S_{12}]+S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}\,\Delta\overline{u}_{w3}^2(t)\right\}\times\frac{4U_{G1}}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}=$$

$$=\frac{8S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}S_{U2}\overline{U}_{G2}^{2}U_{G1}}{\pi^{2}}\left[1-\frac{\cos(2n-1)2\Omega t}{2n-1}\right][\overline{U}_{A}^{2}S_{31}S_{32}+\overline{U}_{Aw}^{2}S_{31}S_{32}-\overline{U}_{Rw}^{2}S_{41}S_{42}+$$

$$+S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}\,\frac{4U_{G1}}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}\,\Delta\overline{u}_{w3}^{2}(t), \quad (2)$$

де S_{U2} – коефіцієнт перетворення синхронного детектора.

Фільтром нижніх частот Z1 виділяються постійні складові шумових сигналів (12) і гармонійні складові, сформовані з напруги даних сигналів і їх частотних складових, що пройшли на синхронний детектор. Після перетворення отримуємо:

$$u_{Z1}(t)=\frac{8S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}S_{U2}K_{Z1}\overline{U}_{G2}^{2}U_{G1}}{\pi^{2}}[\overline{U}_{A}^{2}S_{31}S_{32}+\overline{U}_{Aw}^{2}S_{31}S_{32}-\overline{U}_{Rw}^{2}S_{41}S_{42}+$$

$$+\overline{U}_{w2}^{2}S_{21}+\overline{U}_{w1}^{2}S_{12}]+\Delta\overline{u}_{w4}^{2}\left(\sum_{i=1}^{m}(\Omega\pm\Omega_{i})\right), \quad (13)$$

де K_{Z1} – коефіцієнт перетворення фільтра нижніх частот Z1; $\Delta\overline{u}_{w4}^{2}\left(\sum_{i=1}^{m}(\Omega\pm\Omega_{i})\right)$ – дисперсія шумів, що попадають у смугу пропущення фільтра нижніх частот Z1.

Для зниження флуктуаційного порогу чутливості РС і підвищення точності вимірювання параметрів сигналів (зниження паразитної постійної складової) необхідно забезпечувати рівність власних шумів антени X1 і її еквівалента R1 та комплексних коефіцієнтів матриці розсіювання ПХТ А1 S_{31}, S_{32} і S_{41}, S_{42}, що дозволить отримати співвідношення $\overline{U}_{Aw}^{2}S_{31}S_{32}-\overline{U}_{Rw}^{2}S_{41}S_{42}=0$, а також мінімальні значення комплексних коефіцієнтів матриці розсіювання між плечима 1 і 2 ПХТ (S_{21}, S_{12}), при яких можна вважати, що $\overline{U}_{w2}^{2}S_{21}+\overline{U}_{w1}^{2}S_{12}=0$. Тоді (13) буде мати вигляд:

$$u_{Z1}(t)=\frac{8S_{P1}S_{P2}K_{P1}K_{P2}S_{U1}K_{A4}S_{U2}K_{Z1}\overline{U}_{G2}^{2}U_{G1}}{\pi^{2}}\,\overline{U}_{A}^{2}S_{31}S_{32}+\Delta\overline{u}_{w4}^{2}\left(\sum_{i=1}^{m}(\Omega\pm\Omega_{i})\right). \quad (14)$$

Як видно з (13) і (14), похибка вимірювання низькоінтенсивних сигналів НЗВЧ-діапазонів виникає через присутність корельованих шумів у каналах РС. Ці шуми виникають внаслідок неповної розв’язки каналів РС, у першу чергу ПХТ А1, можливу його асиметрію і термодинамічну неідентичність антени X1 і еквівалента антени R1.

Висновки

Проведене теоретичне дослідження переворення низькоінтенсивних шумових сигналів надзвичайно високочастотного діапазону з періодичним порівнянням у радіометричному каналі проміжної частоти супергетеродинної системи показує:

– на проміжній частоті істотно знижуються вимоги до швидкодії і рівномірності частотних характеристик КМП;

– зниженню флуктуаційного порогу чутливості РС і підвищенню точності вимірювання параметрів сигналів сприяє забезпечення рівності власних шумів антени і її еквівалента та комплексних коефіцієнтів матриці розсіювання ПХТ S_{31}, S_{32} і S_{41}, S_{42}, а також мінімізація значення комплексних коефіцієнтів матриці розсіювання ПХТ S_{21} і S_{12}.

Література

1. Методы и средства сверхвысокочастотной радиометрии / [Куценко В.П., Скрипник Ю.А., Трегубов Н.Ф., Шевченко К.Л., Яненко А.Ф.]. – Донецьк : ІПШІ «Наука і освіта», 2011. – 324 с.
2. Скрипник Ю.А. Измерительные устройства с коммутационно-модуляционными преобразователями / Скрипник Ю.А. – Киев : Вища школа. – 1975. – С. 256.
3. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов / [Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.П., Куценко В.П., Гимпилевич Ю.Б.]. – Житомир : Волынь, 2003. – 408 с.
4. Скрипник Ю.О. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону : навчальний посібник / Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. – Житомир : ЖІТІ, 2001. – 374 с.
5. Куценко В.П. Теоретичні основи вимірювання низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням на вході радіометричної системи / В.П. Куценко // Штучний інтелект. – 2011. – № 3. – С. 590-598.
6. Куценко В.П. Математичне моделювання комутаційно-модуляційного перемикача низькоінтенсивних мм-сигналів / В.П. Куценко, О.П. Яненко, С.П. Сергієнко // Вісник Національного технічного університету України «КПІ». – Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». – 2011. – Вип. 45. – С. 111-119.
7. Суслов А.Н. Перспективы использования на судах радиотеплолокаторов в современных условиях судоходства / А.Н. Суслов, А.Х. Пятси, Н.В. Калитёнков // Вестник МГТУ. – 2009. – Т. 12, № 2. – С. 239-249.
8. Патент № 49190 (Україна), G01R17/00, A61B5/05 Одновходовий супергетеродинний кореляційний радіометр / Куценко В.П. – Опубл. 26.04.2010 ; Бюл. № 8.
9. Куценко В.П. Теоретический анализ эффективности перемножителя случайного и гармонического сигналов / В.П. Куценко, С.П. Сергиенко // Штучний інтелект. – 2011. – № 1. – С. 175-181.

Literatura

1. Kucenko V.P. Metody i sredstva sverhvysokochastotnoj radiometrii. Donec'k: IPShI "Nauka i osvita". 2011. 324 s.
2. Skripnik Ju.A. Izmeritel'nye ustrojstva s kommutacionno-moduljacionnymi preobrazovateljami. Kiev: Vishha shkola. 1975. S 256
3. Kucenko V.P. Mikrovolnovaja radiometrija fizicheskih i biologicheskih ob'ektov. Zhitomir: "Volyn'". 2003. 408 s.
4. Skripnik Ju.O. Moduljacijni radiometrichni pristroï ta sistemi NVCh-diapazonu: Navchal'nij posibnik. Zhitomir: ZhITI. 2001. 374 s.
5. Kucenko V.P. Shtuchnyj intelekt. Vyp. 3. 2011. S. 590-598.
6. Kucenko V.P. Visnyk Nacional'noho tehnychnoho universytetu Ukraini "KPI". Serija "Radiotehnika. Radioaparatobuduvannja". Vyp. 45. 2011. S. 111-119.
7. Suslov A.N.Vestnik MGTU. Tom 12. № 2. 2009. S. 239-249.
8. Kucenko V.P. Patent № 49190 (UkraIna). G01R17/00, A61B5/05 Odnovhodovyj superheterodynnyj koreljacijnyj radiometr.Opubl. 26.04.2010; Bjul. № 8.
9. Kucenko V.P. Shtuchnij intelekt. Vyp 1. 2011. S. 175-181.

В.П. Куценко
Теоретическое исследование преобразования низкоинтенсивных шумовых сигналов с периодическим сравнением в радиометрическом канале промежуточной частоты
Поведено теоретическое исследование преобразования низкоинтенсивных шумовых сигналов крайне высокочастотного диапазона радиометрической супергетеродинной системой с их периодическим сравнением в радиометрическом канале промежуточной частоты. Математический анализ проведен для случая, когда полезный сигнал и помеха, сравнимые по уровню мощности или меньше, однородны и статистически неразличимые случайные процессы. Определены условия для снижения флуктуационного порога чувствительности радиометрической системы и повышения точности измерения сигналов.

V.P. Kucenko
Theoretical Investigation of Conversionof Low-Noise Signals with Periodic Comparison in Radiometric Channel Intermediate Frequency
Theoretical study of conversion of noise signals of super high frequency range of radiometric superheterodyne system with their periodic comparison in radiometric channel of intermediate frequency is made. Mathematical analysis is performed for the case when the useful signal and noise are comparable in terms of power or less homogeneous and statistically true random processes. The conditions for reduction of threshold of sensitivity of radiometric systems and increase of accuracy of conversion of signals.

Статья поступила в редакцию 22.06.2011.